

Çerçevesiz Fırçasız DC Motor için Doğrusal Olmayan Bir PI Hız Kontrolcüsü Tasarlanması, Analizi ve Sonuçlarının Gözlenmesi

Design, Analysis And Observation Results A Nonlinear PI Speed Controller for Frameless Brushless DC Motor

Yusuf Andaç Öztürk¹, Ali Fuat Ergenç²

¹Hava Savunma, Uzay ve Komuta Kontrol Sistem Test Müdürlüğü
ASELSAN, Ankara
yusufandac.ozturk@gmail.com.tr

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
ergenca@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, bir konumlandırma sistemine bağlı çerçevesiz fırçasız bir DC motorun hızını kontrol etmek için doğrusal olmayan kazanç yapısına sahip bir PI kontrolcüsü tasarlanmıştır. Hızın bir jiroskop ile ölçüldüğü sistemin frekans yanıtı genlik ve faz grafikleri kullanılarak matematiksel model türetilmiştir. Açık çevrim transfer fonksiyonu, eksenin frekans yanıtının büyüklük ve faz değerleri ile elde edilmiştir. Önerilen kontrolcü yapısı, hata ve referansın doğrusal olmayan fonksiyonları olan kazançlara sahip doğrusal olmayan bir PI kontrolcüsüdür. Oluşturulan modele göre tasarlanan doğrusal olmayan kazanç yapısı gerçek donanım üzerinde denemeler yapılmadan önce MATLAB Simulink aracı ile simüle edilmiştir. Olumlu sonuçlar gözlemlendikten sonra, önerilen kontrolör gerçek sistem üzerine entegre edilmiş ve test edilmiştir. Doğrusal olmayan kazançlı PI kontrolcüsü, geleneksel PI kontrolcüsü ve sistem üzerinde olan test amaçlı kullanılan PID kontrolcüsü ile yapılan deneylerin sonuçları karşılaştırılmıştır. İzleme hatalarının RMS değerleri her bir kontrolcü için hesaplanmıştır.

Abstract

In this study, an unconventional nonlinear PI controller is designed to control the speed of a frameless brushless DC motor attached to a positioning system. The mathematical model is derived by using the frequency response amplitude and phase graphs of the system in which the speed is measured with a gyroscope. The open loop transfer function is obtained by the magnitude and phase values of the frequency response of the axis. The proposed controller structure is a nonlinear PI controller with gains that are nonlinear functions of error and reference. The nonlinear gain structure designed according to the created model is simulated with the MATLAB Simulink tool before testing on real hardware. After the positive result is observed, the proposed controller is integrated and tested on the real system. The results of the experiments with the non-linear gain PI controller, the traditional PI controller and the PID controller used for testing purposes on the system are

compared. The RMS values of the tracking errors were calculated for each controller.

1. Giriş

Son yıllarda askeri alanda savunma sistemleri başta hava savunma sistemleri olmak üzere önemli rol oynamaktadır.

Günümüzde artan hava saldırıları ile birlikte hava savunma sistemlerinin performans kriterleri de tehdit tipi endeksli genişlemektedir. Bu kriterler kapsamında Hava savunma sistemlerinin tasarımı, etkin menzilleri değişkenlik göstermektedir. Tasarımların büyük çoğunluğu hedef teşhisi, takibi ve tehdit değerlendirme kısıtları üzerinden yapılmaktadır [1]. Değişken hedef tipleri için hava savunma sistemlerinin daha etkin olabilmesi için hedef takip ve izleme sensörlerinin performansının iyi olması beklenmektedir. Hedef takibi için elektro optik sensörleri hassas bir şekilde yönlendirmek gerekmektedir.

Bu çalışmanın amacı, elektro optik sensörlerinin yerleştirildiği, Entegre Takip Platformunun (ETP) yanca ve yükseliş eksenlerinde kullanılan hız kontrolcüsünün performansını arttırmak amacıyla farklı bir kontrol yöntemi sunmaktır. Buna ek olarak, sunulan yöntem kontrol sisteminden beklenen küçük aşım, kararlılık ve hızlı yanıt vermesi kriterlerine de çözüm üretmesi beklenmektedir.

Bildiri 5 bölümden oluşmaktadır. Sistemin frekans yanıtı kullanılarak matematiksel modelin elde edildiği 2. bölümde açıklanmıştır. 3. bölümde, önerilen denetleyici yapısının tasarımı ve Popov kararlılık analizinin sonucu verilmiştir. 4. bölümde, simülasyon ve deneysel sonuçlarına yer verilmiştir. Son bölümde de sonuç ve değerlendirme yapılmıştır.

2. Sistemin Matematiksel Modelinin Elde Edilmesi

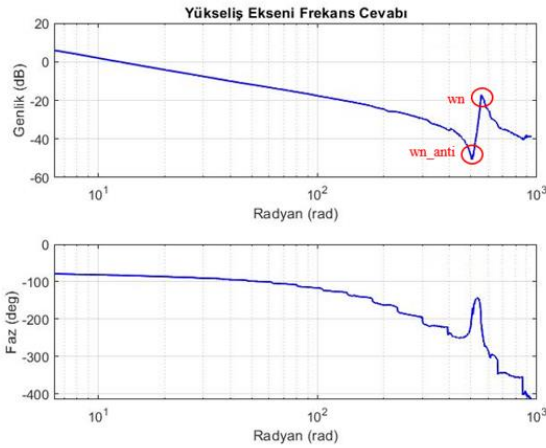
Çalışmada incelenen entegre takip platformu hava savunma sistemlerinde askeri standartlara uygun zorlu şartlarda çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır. ETP sistemi taktik tekerlekli hareketli araçlara entegre olabildiği gibi sabit

platformların üzerine de yerleştirilebilir. Kullanım amacına göre entegre oldukları sistemlerde görev yapması beklenmektedir. Savunma mekanizmasını etkin kullanabilmek için de ETP sistemine büyük iş düşmektedir.

ETP sisteminden akım referanslı (amper) jiroskop hızı (derece/s) çıkışlı frekans cevabına ilişkin açık çevrim olarak sistemden kayıt alınmıştır. Alınan kayıt genlik, gerçık, sanal ve frekans datalarını barındırmaktadır. Sistemin modellenmesi için frekans cevaplarına bakmak sistemin karakteristiğini anlamamız açısından önem arz etmektedir.

2.1. Sistemin Frekans Cevabı

Genlik datusını kullanarak logaritmik genlik grafiği, gerçık ve sanal dataları da kullanarak logaritmik frekans cevabı grafiği Şekil 1 'de elde edilmiştir [2].



Şekil 1: Eksen frekans cevabı.

Şekil 1 'de yer alan frekans noktaları aşağıda tariflenmiştir.

- ω_n : Rezonansa karşılık gelen frekans değeri (ya da kutup noktası)
- ω_{n_anti} : Anti rezonansa karşılık gelen frekans değeri (ya da sıfır noktası)

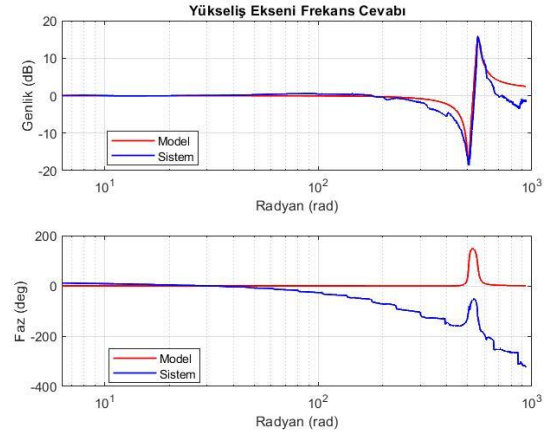
Genlik grafiğine göre, rezonans frekans (veya kutba) değerine karşılık gelen ön ve anti-rezonans frekansına (veya sıfıra) karşılık gelen ω_{n_anti} değerleri elde edilmiştir [3].

2.2. Matematiksel Modelin Elde Edilmesi

Şekil 1 'de yer alan frekans tepkisi incelendiğinde transfer fonksiyonun kazanç terimi, rezonans/anti-rezonans davranışı (mekanik esneklik nedeniyle) ve zaman gecikmesi gibi kısımlardan oluşur. Elde edilen terimler kullanılarak Laplace transfer fonksiyonunun denklemi aşağıda verilmiştir (1).

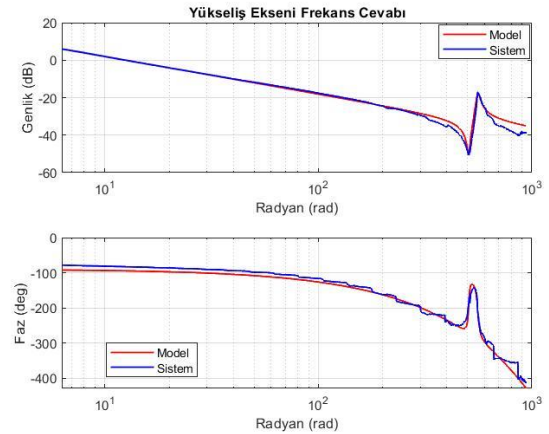
$$G(s) = e^{stdelay} * \frac{s^2 + 2Ks\omega_{n_anti} + \omega_{n_anti}^2}{s^2 + 2Ks\omega_n + \omega_n^2} * \frac{k}{s} \quad (1)$$

Elde edilen değerlere göre G(s) transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Ölü zamanın etkisi olmadan tasarlanan modelin frekans yanıtı, sistemin frekans yanıtı ile Şekil 2 'de çizdirilmiştir [2].



Şekil 2: Ölü zaman etkisi olmadan frekans yanıtı

Şekil 2 faz grafiği incelendiğinde model ile sistem yanıtı arasında ölü zamandan kaynaklı bir fark olduğu saptanmıştır. Ölü zaman değeri daha önceden de bilinen bir değer aralığında tarama yapılarak elde edilmiştir. Hesaplanan ölü zaman değeri matematiksel modele eklenmiştir. Elde edilen yeni matematiksel model ile sistem frekans yanıtı tekrardan üst üste çizdirilmiştir (Şekil 3).



Şekil 3: Sistem ve modelin frekans yanıtı

Tüm değerler elde edildikten sonra model ve sistem frekans yanıtlarını üst üste çizdirilmiş ve sonuçların aynı olduğu gözlenmiştir.

3. Kontrolcü Yapısı ve Popov Kararlılık Analizi

3.1. Kontrolcü yapısı

Genelensel PI kontrolcüsüne ilişkin yapı denklem 2 de verilmiştir [4].

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt \quad (2)$$

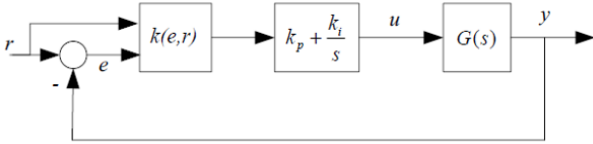
Denklemden u(t) kontrol sinyalini, r(t) sistem referansını, y(t) sistem çıkışını, e(t) hata sinyalini, k_p sabit oranlı kazanç ve k_i

integral kazanç katsayısını temsil etmektedir. Önerilen doğrusal olmayan kazanç fonksiyonu verilmiştir (3).

$$k(e, r) = \gamma - \alpha e^{-\beta \delta} \quad (3)$$

$k(e, r)$ kazanç fonksiyonu hata ve referans sinyallerine bağlı olarak değişmektedir[5]. $\delta = |e(t)/r(t)|$ ile ifade edilmektedir. α , β ve γ pozitif değerli kontrolör tasarım parametreleridir[6]. Kazanç fonksiyonu $k(e, r)$ minimum ve maksimum değerleri γ ve α değerine bağlı olarak $[\gamma - \alpha, \gamma]$ ile sınırlıdır.

Kontrolcü tasarım parametreleri az aşım ve hızlı yerleşme zamanı gözetilerek belirlenmiştir.



Şekil 4: Doğrusal olmayan kazançlı PI kontrolcü yapısı

Şekil 4'de doğrusal olmayan kazançlı PI kontrol blok şeması gösterilmektedir. Geleneksel kontrol yapılarından farklı olarak önerilen kazanç yapısı kontrolcü bloğunun önüne yerleştirilir. Burada hedeflenen nokta hata sinyalinin büyüklüğüne göre kazanç yapısının kendini ona göre adapte etmesidir. Bu şekilde çıkış sinyalinin referans sinyaline hızlı bir şekilde oturmasını sağlanmaktadır.

Kazanç yapısının eklenmesi kararlılık sorunu ortaya çıkar çünkü yeni matematiksel model doğrusal analiz yöntemleri kullanılarak analiz edilemez. Bu nedenle PI Kontrolcü ile kapalı çevrim sistem "Popov Kararlılık" analiz kriterleri ile incelenmiştir.

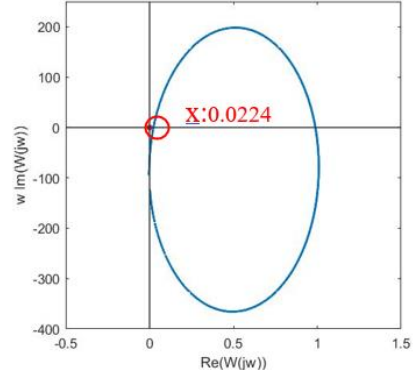
3.2. Popov Kararlılık Analizi

Popov kararlılık kriteri, doğrusal olmayan kazançlı PI kontrol sisteminin kararlılık analizi için kullanılmıştır. Popov kriteri, kapalı çevrim sistemler için tüm doğrusal olmayan kazançlar $0 \leq k(e) \leq k(e)_{\max}$ aralığında olduğunda küresel asimptotik kararlılık için yeterli bir koşul olduğunu göstermektedir [7]. Bu, sistemin doğrusal kısmının ileri transfer fonksiyonu olan $W(j\omega)$ 'nin Popov grafiğinin, $1/k(e)_{\max}$ noktasından geçen negatif olmayan eğimli bir doğrunun tamamen sağında yer aldığı anlamına gelir[7,8]. Kararlılık analizi için açık çevrim blok şemasına ilişkin elde edilen transfer fonksiyonu ele alınmıştır (4).

$$W(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) * G(s) \quad (4)$$

$W(s)$ hesaplandıktan sonra s ifadesinin yerine $j\omega$ yazılır. Gerçek $\text{Re}W(j\omega)$ ve sanal $\text{Im}W(j\omega)$ kısım olarak $W(s)$ ayrıştırılır.

- **Durum 1:** Elde edilen $W(s)$ 'in payda kısmı sıfıra eşit veya negatif olduğu durumda, $\text{Im}W(j\omega)$ her zaman tüm ω değerleri için negatif olmaktadır. $W(j\omega)$ Popov grafiği üçüncü ve dördüncü bölgede kalmaktadır ve gerçek eksenini kesmemektedir.
- **Durum 2:** Elde edilen $W(s)$ 'in payda kısmı pozitif olduğu durumda, $W(j\omega)$ Popov grafiği gerçek eksenini kesmektedir. Geçiş frekansı ω_0 için $\text{Im}W(j\omega) = 0$ eşitliği çözülerek bulunur.



Şekil 5: Popov kararlılık grafiği

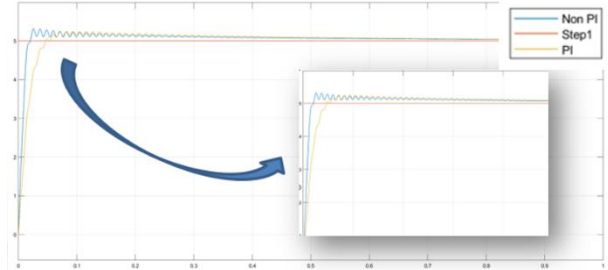
Popov kararlılık grafiği Şekil 5'de verilmiştir. Popov kararlılık analiz grafiği incelendiği zaman gerçek eksen kesilmektedir. Bu da kurulan yapının kararlı olduğunu göstermektedir.

4. Simülasyon ve Deneysel Sonuçları

Bu bölümde simülasyon ve gerçek sistem üzerinde yapılmış çalışmaların sonuçlarına yer verilmiştir.

4.1. Simülasyon Sonuçları

Sistem için Simulink üzerinde farklı 2 model yaratılmıştır. Doğrusal olmayan kazançlı PI kontrolcü ile sabit katsayılı geleneksel PI kontrolcüsü modele yerleştirilmiştir. Simulink üzerinden genliği 5 olan basamak sinyali uygulanmış ve sonuçlar gözlenmiştir.



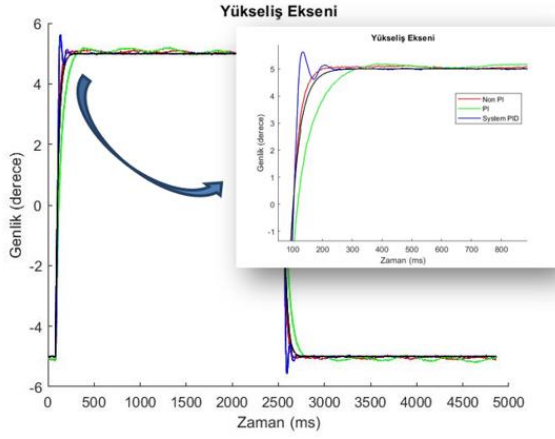
Şekil 6: Simülasyon cevabı (x eksenini: "Zaman (ms)", Y eksenini: "Genlik").

Her iki kontrolcü için uygulana girişe göre çıkış gözlenmiş Şekil 6'da çizdirilmiştir. Sabit kazançlı PI kontrolcüsüne göre önerilen doğrusal olmayan kazançlı PI kontrolcüsünün yerleşme zamanında iyileşme olduğu gözlenmiştir. Her iki çıkış üzerinde yer alan salınımların sıklığı da sürtünme katsayısından kaynaklandığı fark edilmiştir. Frekans cevabına oluşturulan modelin üzerinde bu anlamda oynama yapılarak çıkış iyileştirilebilmektedir. Ancak gerçek sisteme benzerliğinin kaybolmaması açısından bu modele uygulanan kontrolcü katsayıları gerçek sisteme de uygulanmıştır.

4.2. Deneysel Sonuçları

Şekil 7'de kontrolcülere için gerçek sistem üzerinde gözlemlenen deney sonuçları verilmiştir. Doğrusal olmayan

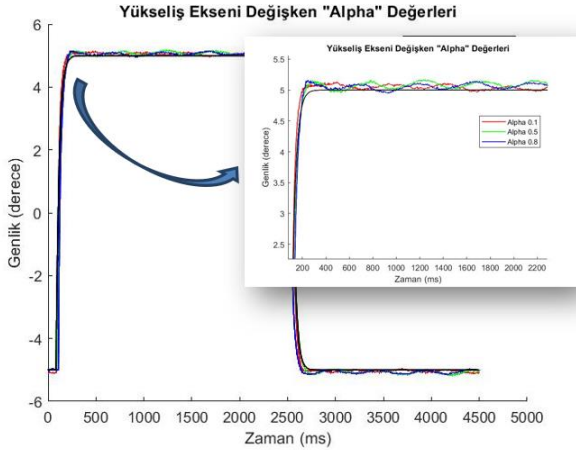
kazançlı PI kontrolörü kırmızı, sabit kazançlı PI yeşil, sistem içerisinde yüklü ve test amaçlı kullanımda olan kontrolcü mavi ve referans sinyali de siyah renkte gösterilmiştir. Dene ortamında önerilen yapının sadece geleneksel PI yapısı ile kıyaslanması değil sistem üzerinde yer alan kontrolcü ile de kıyaslanması fırsatı doğmuştur. Bu nedenle önerilen yapının farklı kontrolçülere karşı etkinliği ve davranışını da incelenmiştir.



Şekil 7: Eksen deney sonucu

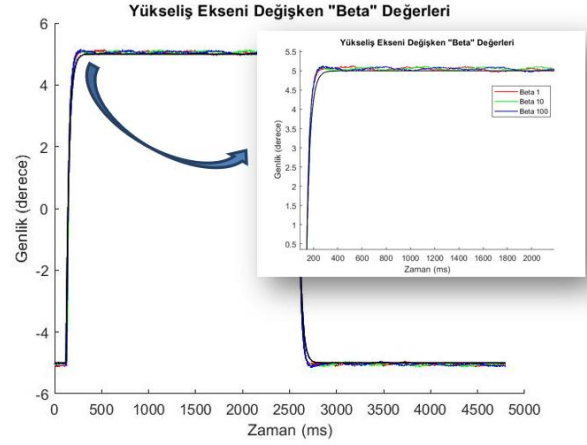
Sabit kazançlı PI kontrolcüsüne göre yerleşme zamanında iyileşme ve aşım olmadan referans sinyalini takip ettiği gözlenmiştir. Sistem üzerinde yer alan kontrolçüye göre de aşım anlamında bir avantaj sağlandığı sonucuna varılmıştır.

Doğrusal olmayan kazanç yapısının $k(e,r)$ fonksiyonunda yer alan α ve β değerlerini de anlık parametreler üzerinden değiştirerek sistemin çıkış sinyaline etkisi incelenmiştir. Sırasıyla ilk olarak β değeri sabit tutularak ($\beta=1$), α değeri 0.1, 0.5, ve 0.8 yapılarak çıkış sinyali incelenmiş ve çizdirilmiştir (Şekil 8).



Şekil 8: Değişken Alpha (α) değerlerine göre sistem cevabı

Benzer şekilde bu sefer β parametresinin sistemin çıkış sinyaline etkisi incelenmiştir. Sırasıyla ilk olarak α değeri sabit tutularak ($\alpha=0.1$), β değeri 1, 10, ve 100 yapılarak çıkış sinyali incelenmiş ve çizdirilmiştir (Şekil 9).



Şekil 9: Değişken Beta (β) değerlerine göre sistem cevabı

Farklı α ve β değerleri için kontrolcü performansı incelenmiştir. Sistem cevabında istenilen kısıtlara göre performansı iyileştirici, hızlı oturma, az aşım ve az osilasyon sağlayan değerler kontrolcü parametresi olarak belirlenmiştir.

5. Sonuç ve Değerlendirme

Doğrusal olmayan kazanç yapılı PI kontrolcüsü ile sabit kazanç yapılı PI kontrolcüsünün deney sonuçları karşılaştırılmıştır. Uygulanan referans sinyalini izleme hatasının RMS değerleri her bir kontrolcü için hesaplanmış ve Tablo 1'de sunulmuştur. Sonuçlar, önerilen denetleyicinin izleme açısından sistemin performansı üzerinde önemli iyileştirmeler sağladığını ortaya koymuştur. Önerilen kontrol yapısı aynı zamanda endüstriyel uygulamalar için temel bir gereklilik olan kontrolör sinyalinin doymasını da önlemektedir.

Tablo 1: Kontrolcü türlerine göre kapalı çevrim referans sinyal takip hatası

Kontrolcü Türleri	Referans Sinyal Takip Hatası
Doğrusal Olmayan Kazanç Yapılı PI	0.147 derece/s
Sabit Kazanç Yapılı PI	0.374 derece/s
Sistem Test PID yapısı	0.296 derece/s

Önerilen kontrolcü yapısının diğer kontrolör tiplerine göre en az izleme hatasına sahip olduğu gözlenmiştir.

Teşekkür

Önerilen kontrolcü yapısını akademik amaçlı entegre takip platformu üzerinde denemesine izin veren ve bu çalışmaya destek olan ASELSAN firmasına teşekkür ederiz.

Kaynakça

- [1] D. Anderson, M. McGooin and N. Brignall, "Fat Model Predictive Control of The Nadir Singularity in Electro-Optic Systems", Journal Of Guidance, Control And Dynamics, Vol.32, No.2, pp.626-632, March 2009.

- [2] K. Ogata, "Modern Control Engineering", Control Systems Analysis and Design by the Frequency – Response Method , 5th ed., Vol. 1, pp. 398-567, New Jersey : Prentice Hall, 1970.
- [3] M.A. Rankers, "Machine Dynamics in Mechatronics System An Engineering Approach ," Phil. Trans. Roy. Soc. London, vol. A247, pp. 49–67, June 1997.
- [4] J.G. Ziegler, and N.B. Nichols, "Optimum Settings for Automatic Controllers", Transactions of the A.S.M.E., pp.759-768, 1942.
- [5] B. Armstrong, and B.Wade, "A Treatise on Electricity and Magnetism", 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, , pp.68–73, 1892.
- [6] Ş. Akkaya H. Nak, and A.F. Ergenç, "Design, Analysis and Experimental Verification of A Novel Nonlinear of PI Controller, *Anadolu University Journal of Science and Technology A- Applied Sciences and Engineering*, vol.18, no.4, pp.876-896, Turkey: Anadolu University, September 2017.
- [7] H. Seraji, "A new class of nonlinear PID controllers with robotic applications, *J. Robot. Syst.*, Vol. 15, no. 3, pp.161–173, 1998.
- [8] Y. X. Su, D. Sun, and B. Y. Duan, "Design of an enhanced nonlinear PID controller", *Mechatronics*, vol. 15, no. 8, pp.1005–1024, March 2005.